

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2004年 1月26日

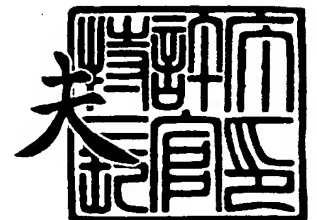
出願番号
Application Number: 特願2004-017043
[ST. 10/C]: [JP2004-017043]

出願人
Applicant(s): 株式会社日立製作所

2004年 2月12日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



出証番号 出証特2004-3008692

【書類名】 特許願
【整理番号】 JP4550
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H02P 6/00
【発明者】
 【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作所 日立研究所内
 【氏名】 稲葉 政光
【発明者】
 【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作所 日立研究所内
 【氏名】 岩村 将弘
【発明者】
 【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作所 日立研究所内
 【氏名】 白川 真司
【発明者】
 【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作所 日立研究所内
 【氏名】 坂野 順一
【発明者】
 【住所又は居所】 茨城県ひたちなか市大字高場2520番地
 株式会社 日立製作所 オートモティブシステムグループ内
 【氏名】 印南 敏之
【発明者】
 【住所又は居所】 茨城県ひたちなか市大字高場2520番地
 株式会社 日立製作所 オートモティブシステムグループ内
 【氏名】 藤野 伸一
【発明者】
 【住所又は居所】 茨城県ひたちなか市大字高場2520番地
 株式会社 日立製作所 オートモティブシステムグループ内
 【氏名】 橋元 慶太
【発明者】
 【住所又は居所】 茨城県ひたちなか市大字高場2520番地
 株式会社 日立製作所 オートモティブシステムグループ内
 【氏名】 土屋 雅範
【特許出願人】
 【識別番号】 000005108
 【氏名又は名称】 株式会社 日立製作所
【代理人】
 【識別番号】 100077816
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 春日 譲
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 009209
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1

【物件名】

要約書 1

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

力行又は整流モード指令を受けて上アーム力行駆動信号又は上アーム整流駆動信号を選択し、上アームスイッチング素子の制御端子へ上アーム力行駆動信号又は上アーム整流駆動信号を出力する上アーム駆動手段と、

力行又は整流モード指令を受けて下アーム力行駆動信号又は下アーム整流駆動信号を選択し、下アームスイッチング素子の制御端子へ下アーム力行駆動信号又は下アーム整流駆動信号を出力する下アーム駆動手段と、

交流電動機の磁極位置検出信号を入力し、その位相を交流電動機の回転数に応じて進め、上アーム力行駆動信号と下アーム力行駆動信号に分配し、上アーム力行駆動信号を前記上アーム駆動手段へ出力し、下アーム力行駆動信号を前記下アーム駆動手段へ出力する位相補正・駆動信号分配手段と、

主電源用高電位端子電位と出力端子電位の大小を比較して、出力端子電位が大きいときに上アーム整流駆動信号を前記上アーム駆動手段へ出力する上アーム整流検出手段と、

出力端子電位と主電源用低電位端子電位との大小を比較して出力端子電位が小さいときに下アーム整流駆動信号を前記下アーム駆動手段へ出力する下アーム整流検出手段とを備えることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 記載のモータ制御装置において、

前記位相補正・駆動信号分配手段は、

交流電動機の磁極位置検出信号を入力し交流電動機の回転周波数を直流電圧に変換する周波数-電圧変換回路と、

この周波数-電圧変換回路の出力電圧に応じて電流値が変化する定電流源と、

この定電流源から供給される定電流により三角波を発生させる三角波発生手段と、

この三角波発生手段に前記定電流源の電流を吐き出すための容量充電用スイッチと、

前記三角波発生手段から前記定電流源の電流を吸い込むための容量放電用スイッチと、

前記三角波発生手段が出力する三角波と基準電圧と比較し、電圧パルスが発生させる電圧比較器と、

この電圧パルスを主電源用低電位端子の電位を基準とする上アーム力行駆動信号及び主電源用低電位端子の電位を基準とし該下アーム駆動手段へ出力するための下アーム力行駆動信号に分配する駆動信号分配回路と、

この上アーム力行駆動信号の基準電位を主電源用低電位端子の電位から出力端子の電位へ変換し、前記上アーム駆動手段へ出力するレベルシフトアップ回路とからなることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 記載のモータ制御装置において、

前記上アーム整流検出手段は、

主電源用高電位端子電位と出力端子電位を入力し出力端子電位が大きいときに出力端子に対して負電圧を出力し、出力端子電位が小さいときに出力端子に対して正電圧を出力する負電圧検出手段と、

この負電圧検出手段の出力が負電圧のときに電圧レベルを増幅する増幅手段とからなり、

前記下アーム整流検出手段は、

出力端子電位と主電源用低電位端子電位を入力し出力端子電位が小さいときに主電源用低電位端子に対して負電圧を出力し、出力端子電位が大きいときに出力端子に対して正電圧を出力する負電圧検出手段と、

負電圧検出手段の出力が負電圧のときに電圧レベルを増幅する増幅手段とからなることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 記載のモータ制御装置において、さらに、

ドレインが主電源用高電位端子に接続され、ソースが出力端子に接続された上アームスイッチング素子と、

ドレインが出力端子に接続され、ソースが主電源用低電位端子に接続された下アームスイッチング素子とを備えることを特徴とするモータ制御装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】モータ制御装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ制御装置に係り、特に車両用交流電動機に用いるに好適なモータ制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来の交流電動機の力行時駆動制御方法としては、例えば、特開2001-45789号公報に記載されているように、回転数に応じて矩形波駆動信号を切り替えるものが知られている。そして、矩形波駆動信号の通電幅は、予め記憶された回転数とモータ効率の情報をもとに切り替えている。

【0003】

【特許文献1】特開2001-45789号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

力行駆動時、最大トルクを得るためには電機子コイルの各相誘起電圧の位相に対して、各相スイッチング素子の印加電圧指令の位相を進める必要がある。この進み角は回転速度と励磁コイルに発生する鎖交磁束により変化する。そこで、特開2001-45789号公報に記載された力行駆動方式では、予め記憶された回転数とモータ効率の情報をもとに回転数に応じて通電幅を切り替えているため、マイコンが必要となるため、コストが高くなるという問題があった。

【0005】

最近、オルタネータ（発電機）を電動機として用いて、アイドルストップ後のエンジン再始動を行う方式が検討されている。このとき、エンジンは暖気状態となっているため、冷間始動に比べて複雑な制御が不要であるため、マイコン等による複雑な制御が不要である。かかる点からも、マイコンを用いるとコストが高くなる。

【0006】

また、従来は、オルタネータによる発電電流の整流は、ダイオード整流を行うため、効率が悪いという問題があった。

【0007】

本発明の目的は、マイコンを用いることなく力行制御を行うとともに、整流効率の高いモータ制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

(1) 上記目的を達成するために、本発明は、力行又は整流モード指令を受けて上アーム力行駆動信号又は上アーム整流駆動信号を選択し、上アームスイッチング素子の制御端子へ上アーム力行駆動信号又は上アーム整流駆動信号を出力する上アーム駆動手段と、力行又は整流モード指令を受けて下アーム力行駆動信号又は下アーム整流駆動信号を選択し、下アームスイッチング素子の制御端子へ下アーム力行駆動信号又は下アーム整流駆動信号を出力する下アーム駆動手段と、交流電動機の磁極位置検出信号を入力し、その位相を交流電動機の回転数に応じて進め、上アーム力行駆動信号と下アーム力行駆動信号に分配し、上アーム力行駆動信号を前記上アーム駆動手段へ出力し、下アーム力行駆動信号を前記下アーム駆動手段へ出力する位相補正・駆動信号分配手段と、主電源用高電位端子電位と出力端子電位の大小を比較して、出力端子電位が大きいときに上アーム整流駆動信号を前記上アーム駆動手段へ出力する上アーム整流検出手段と、出力端子電位と主電源用低電位端子電位との大小を比較して出力端子電位が小さいときに下アーム整流駆動信号を前記下アーム駆動手段へ出力する下アーム整流検出手段とを備えるようにしたものである。

かかる構成により、マイコンを用いることなく力行制御を行うとともに、整流効率を向

上し得るものとなる。

【0009】

(2) 上記(1)において、好ましくは、前記位相補正・駆動信号分配手段は、交流電動機の磁極位置検出信号を入力し交流電動機の回転周波数を直流電圧に変換する周波数－電圧変換回路と、この周波数－電圧変換回路の出力電圧に応じて電流値が変化する定電流源と、この定電流源から供給される定電流により三角波を発生させる三角波発生手段と、この三角波発生手段に前記定電流源の電流を吐き出すための容量充電用スイッチと、前記三角波発生手段から前記定電流源の電流を吸い込むための容量放電用スイッチと、前記三角波発生手段が出力する三角波と基準電圧と比較し、電圧パルスが発生させる電圧比較器と、この電圧パルスを主電源用低電位端子の電位を基準とする上アーム力行駆動信号及び主電源用低電位端子の電位を基準とし該下アーム駆動手段へ出力するための下アーム力行駆動信号に分配する駆動信号分配回路と、この上アーム力行駆動信号の基準電位を主電源用低電位端子の電位から出力端子の電位へ変換し、前記上アーム駆動手段へ出力するレベルシフトアップ回路とからなるものである。

【0010】

(3) 上記(1)において、好ましくは、前記上アーム整流検出手段は、主電源用高電位端子電位と出力端子電位を入力し出力端子電位が大きいときに出力端子に対して負電圧を出力し、出力端子電位が小さいときに出力端子に対して正電圧を出力する負電圧検出手段と、この負電圧検出手段の出力が負電圧のときに電圧レベルを増幅する増幅手段とからなり、前記下アーム整流検出手段は、出力端子電位と主電源用低電位端子電位を入力し出力端子電位が小さいときに主電源用低電位端子に対して負電圧を出力し、出力端子電位が大きいときに出力端子に対して正電圧を出力する負電圧検出手段と、負電圧検出手段の出力が負電圧のときに電圧レベルを増幅する増幅手段とからなるものである。

【0011】

(4) 上記(1)において、好ましくは、さらに、ドレインが主電源用高電位端子に接続され、ソースが出力端子に接続された上アームスイッチング素子と、ドレインが出力端子に接続され、ソースが主電源用低電位端子に接続された下アームスイッチング素子とを備えるようにしたものである。

【発明の効果】

【0012】

本発明によれば、マイコンを用いることなく力行制御を行うとともに、整流効率を向上することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

以下、図1～図12を用いて、本発明の一実施形態によるモータ制御装置の構成について説明する。

最初に、図1を用いて、本実施形態によるモータ制御装置を用いたモータ制御システムの構成について説明する。

図1は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置を用いたモータ制御システムの構成を示すブロック図である。

【0014】

本実施形態によるモータ制御装置3は、パワーモジュール10と、パワーモジュール制御回路12Aとを備えている。バッテリー5の直流電圧は、パワーモジュール10によって交流電圧に変換され、交流電動機9のステータの電機子コイル16に供給される。U相、V相、W相の磁極位置は、それぞれ、U相磁極位置検出手段13U、V相磁極位置検出手段13V、W相磁極位置検出手段13Wによって検出される。交流電動機9のロータの励磁コイル14に流す励磁電流は、励磁電流制御回路15によって制御される。励磁電流制御回路15は、外部コントローラ（上位制御装置）によって制御される。また、外部コントローラ（上位制御装置）からは、パワーモジュール制御回路12Aに、力行モード又は発電モードに切り替えるためのモード切替信号が供給される。

【0015】

パワーモジュール10において、UPはU相上アームMOSFET、DUPはUPの寄生ダイオード、VPはV相上アームMOSFET、DVPはVPの寄生ダイオード、WPはW相上アームMOSFET、DWPはWPの寄生ダイオードである。各MOSFETのドレインはバッテリー5の正極に共通に接続されている。また、UNはU相下アームMOSFET、DUNはUNの寄生ダイオード、VNはV相下アームMOSFET、DVNはVNの寄生ダイオード、WNはW相下アームMOSFET、DWNはWNの寄生ダイオードである。MOSFETのソースはバッテリーの負極に共通に接続され、接地されている。U相上アームMOSFET(UP)のソースとU相下アームMOSFET(UN)のドレインは共通に接続され、交流電動機2のU端子にも接続されている。V相上アームMOSFET(VP)のソースとV相下アームMOSFET(VN)のドレインは共通に接続され、交流電動機2のV端子にも接続されている。W相上アームMOSFET(WP)のソースとW相下アームMOSFET(WN)のドレインは共通に接続され、交流電動機2のW端子にも接続されている。

パワーモジュール制御回路12Aにおいて、U相上アーム駆動信号切替回路30aは、モード切替信号18により、力行時駆動信号34a又は整流時駆動信号33aを切り替えて、U相上アームMOSFET(UP)のゲートに供給する。U相下アーム駆動信号切替回路30bは、モード切替信号18により力行時駆動信号34b又は整流時駆動信号33bを切り替えて、U相下アームMOSFET(UN)のゲートに供給する。

【0016】

U相上アーム整流検知・駆動回路31aは、バッテリーの正極電圧VBとU端子の電圧VUの大小関係を比較し、 $VU > VB$ のとき正の電圧パルスが発生する。U相下アーム整流検知・駆動回路31bは、U端子の電圧VUとバッテリーの負極電圧VG(0V)の大小関係を比較し、 $VU < VG$ のとき正の電圧パルスが発生する。

【0017】

U相進角・駆動信号分配回路32は、力行時、U相磁極位置検出手段13Uの出力電圧パルス信号huの位相に対して進んだ位相の電圧パルスが発生する。尚、U相進角・駆動信号分配回路32の進角動作方法については、図2を用いて後述するが、電機子コイル16の回転数に応じてW相磁極位置検出手段13Wの出力電圧パルス信号hwの位相を遅らせることにより、見かけ上、出力電圧パルス信号huの位相に対して進んだ位相の電圧パルスが発生させている。

【0018】

V相上アーム駆動信号切替回路40aは、モード切替信号18により、力行時駆動信号44a又は整流時駆動信号43aを切り替えて、V相上アームMOSFET(VP)のゲートに供給する。V相下アーム駆動信号切替回路40bは、モード切替信号18により力行時駆動信号44b又は整流時駆動信号43bを切り替えて、V相下アームMOSFET(VN)のゲートに供給する。

【0019】

V相上アーム整流検知・駆動回路41aは、バッテリーの正極電圧VBとV端子の電圧VVの大小関係を比較し、 $VV > VB$ のとき正の電圧パルスが発生する。V相下アーム整流検知・駆動回路41bは、V端子の電圧VVとバッテリーの負極電圧VG(0V)の大小関係を比較し、 $VV < VG$ のとき正の電圧パルスが発生する。

【0020】

V相進角・駆動信号分配回路42は、力行時、V相磁極位置検出手段13Vの出力電圧パルス信号hvの位相に対して進んだ位相の電圧パルスが発生する。

【0021】

W相上アーム駆動信号切替回路50aは、モード切替信号18により、力行時駆動信号54a又は整流時駆動信号53aを切り替えて、W相上アームMOSFET(WP)のゲートに供給する。W相下アーム駆動信号切替回路50bは、モード切替信号18により力行時駆動信号54b又は整流時駆動信号53bを切り替えて、W相下アームMOSFET(WN)のゲートに供給する。

【0022】

W相上アーム整流検知・駆動回路51aは、バッテリーの正極電圧VBとW端子の電圧VWの大小関係を比較し、 $VW > VB$ のとき正の電圧パルスが発生する。W相下アーム整流検知・駆動回路51bは、W端子の電圧VWとバッテリーの負極電圧VG(0V)の大小関係を比較し、 $VW < VG$ のとき正の電圧パルスが発生する。

【0023】

W相進角・駆動信号分配回路52は、力行時、W相磁極位置検出手段13Wの出力電圧パルス信号hwの位相に対して進んだ位相の電圧パルスが発生する。

次に、本実施形態の回路動作について説明する。なお、本実施形態の場合、U相、V相、W相の各動作は同じであるので、U相動作のみ説明する。本実施形態の制御装置の機能は、交流発電機兼交流発電機2の力行駆動制御と整流駆動制御の2種類ある。

【0024】

最初に、力行駆動制御動作について説明する。外部コントローラから力行制御動作開始の信号(モード切替信号18)がU相上アーム駆動信号切替回路30aに入ると、U相上アーム駆動信号切替回路30aは力行時駆動信号34aを選択し、U相上アームMOSFET(UP)のゲートに力行時駆動信号34aと同一信号を出力する。尚、力行時駆動信号34aのLowレベルはU端子と同電位で、HighレベルはU相上アームMOSFET(UP)のしきい値以上の電位である。同様に、力行制御動作開始の信号(モード切替信号18)がU相下アーム駆動信号切替回路30bに入ると、U相下アーム駆動信号切替回路30bは力行時駆動信号34bを選択し、U相下アームMOSFET(UN)のゲートに力行時駆動信号34bと同一信号を出力する。尚、力行時駆動信号34bのLowレベルはバッテリーの負極電圧VG(0V)と同電位で、HighレベルはU相下アームMOSFET(UN)のしきい値以上の電位である。U相上アームMOSFET(UP)とU相下アームMOSFET(UN)は同時にオンしないように、力行時駆動信号34aがHighレベルのとき力行時駆動信号34bはLowレベルとなり、逆に力行時駆動信号34aがLowレベルのとき力行時駆動信号34bはHighレベルとなる。尚、U相上アームMOSFET(UP)とU相下アームMOSFET(UN)の入力容量Cissとゲート抵抗Rgに応じて、時定数(CissとRgの積)以上のデットタイム(力行時駆動信号34aと力行時駆動信号34bが同時Lowレベルの期間)を力行時駆動信号34a、34bに設定する。

【0025】

力行時駆動信号34a、34bにより、U相上アームMOSFET(UP)とU相下アームMOSFET(UN)がスイッチングを開始し、電機子コイル16に電流が流れロータが回転し始める。同時に各相磁極位置検出手段13U、13V、13Wが磁極位置を検知し、それぞれ電圧パルス信号hu、hv、hwを出力する。各信号の位相関係はロータの磁極数及び磁極位置検出手段の機械角により異なるが、本実施形態では、電圧パルス信号hu、hv、hwのHighレベル及びLowレベルは電気角で180度毎に反転している。電圧パルス信号hwはU相進角・駆動信号分配回路32に輸入され、電機子コイル3の回転数に応じて電圧パルス信号hwの位相を遅らせることにより、見かけ上、電圧パルス信号huの位相に対して進んだ位相の電圧パルスが発生させ、上アーム用力行時駆動信号34aと下アーム用力行時駆動信号34bに電圧パルスを分配する。尚、この進角・駆動信号分配回路32の詳細構成については、図2を用いて後述する。以上がU相の力行時駆動制御動作であり、V相及びW相の場合も同様の動作である。

次に、整流駆動制御動作について説明する。モード切替信号18がU相上アーム駆動信号切替回路30aに入ると、U相上アーム駆動信号切替回路30aは整流時駆動信号33aを選択し、U相上アームMOSFET(UP)のゲートに整流時駆動信号33aと同一信号を出力する。尚、整流時駆動信号33aのLowレベルはU端子と同電位で、HighレベルはU相上アームMOSFET(UP)のしきい値以上の電位である。同様に整流制御動作開始の信号(モード切替信号18)がU相下アーム駆動信号切替回路30bに入ると、U相下アーム駆動信号切替回路30bは整流時駆動信号33bを選択し、U相下アームMOSFET(UN)のゲートに整流時駆動信号33bと同一信号を出力する。尚、力行時駆動信号33bのLowレベルはバッテリーの負極電圧VG(0V)と同電位で、HighレベルはU相下アームMOSFET(UN)のしきい値以上の電位である。

【0026】

ロータの回転によりU端子、V端子、W端子は、正誘起電圧 V_U 、 V_V 、 V_W を発生する。U相上アーム整流検知・駆動回路31aにバッテリーの正極電圧 V_B とU端子の電圧 V_U が入力されると、電圧 V_B と電圧 V_U の大小関係を比較し、 $V_U > V_B$ のときU端子の電位 V_U を基準にして正の電圧を発生する。尚、この正の電圧の電位差はU相上アームMOSFET(UP)のしきい値 V_{th} 以上の電圧 V_{ra} である。また、 $V_U \leq V_B$ のときU相上アーム整流検知・駆動回路31aはU端子とほぼ同電位を出力する。このようにして、U相上アーム整流検知・駆動回路31aの出力である整流時駆動信号33aは、U端子の電位を基準にして $V_U > V_B$ のとき電圧 V_{ra} (Highレベル)、 $V_U \leq V_B$ のときはほぼ0V (Lowレベル)の電圧パルスとなる。また、U相下アーム整流検知・駆動回路31bについてもほぼ同様の動作である。

【0027】

U相下アーム整流検知・駆動回路31bにU端子の電圧 V_U とバッテリーの負極電圧 V_G が入力されると、電圧 V_U と電圧 V_G の大小関係を比較し、 $V_G > V_U$ のとき V_G (0V)を基準にして正の電圧を発生する。尚、この正の電圧の電位差はU相下アームMOSFET(UN)のしきい値 V_{th} 以上の電圧 V_{rb} である。また、 $V_G \leq V_U$ のときU相下アーム整流検知・駆動回路31bは V_G (0V)とほぼ同電位を出力する。このようにして、U相下アーム整流検知・駆動回路31bの出力である整流時駆動信号33bは V_G (0V)を基準にして $V_G > V_U$ のとき電圧 V_{rb} (Highレベル)、 $V_G \leq V_U$ のときはほぼ0V (Lowレベル)の電圧パルスとなる。これら整流時駆動信号33a、33bは、それぞれU相上アーム整流検知・駆動回路31a及びU相下アーム整流検知・駆動回路31bを介して、U相上アームMOSFET(UP)及びU相下アームMOSFET(UN)のゲートに入り、U相上アームMOSFET(UP)及びU相下アームMOSFET(UN)をスイッチングさせる。以上がU相のMOS整流時駆動制御動作であり、V相及びW相の場合も同様の動作である。

以上のようにすれば、力行時、磁極位置電圧パルスの位相を進められ、その電圧パルスで各相スイッチング素子をスイッチングするため、各相誘起電圧の位相に対して各相電流の位相を進められる。その結果、高回転でも高トルクが得られる。また、MOS整流により整流効率を向上できる。

【0028】

次に、図2～図8を用いて、本実施形態によるモータ制御装置に用いる進角・駆動信号分配回路32の構成及び動作について説明する。なお、説明の都合上、U相進角・駆動信号分配回路32の動作を例に説明するが、V相進角・駆動信号分配回路42及びW相進角・駆動信号分配回路52の構成及び動作も同様である。

最初に、図2を用いて、本実施形態によるモータ制御装置に用いる進角・駆動信号分配回路32の構成について説明する。

図2は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置に用いる進角・駆動信号分配回路の構成を示すブロック図である。

【0029】

周波数-電圧($f-V$)変換器209は、ワンショット・マルチバイブレータ201と積分器202とで構成される。ワンショット・マルチバイブレータ201は、磁極位置検出手段13Wが出力する電圧パルス信号 h_w の立ち上がりを検知して、所定のパルス幅 T_{W1} を持つ電圧パルスを出力する。尚、磁極位置検出手段13Wが出力するパルス幅を T_{W2} とすると、 $T_{W1} < T_{W2}$ の関係がある。積分器202は、ワンショット・マルチバイブレータ201の出力電圧パルスを入力し、時間で積分して直流電圧 V_{DC} を出力する。周波数-電圧($f-V$)変換器209は、磁極位置検出手段13Wが出力する電圧パルス信号 h_w の周波数、すなわち、交流電動機9の回転数に比例した電圧信号 V_{DC} を生成する。

【0030】

容量充放電用電流源210は、容量充電用電流源203aと、容量放電用電流源203bと、容量充電用スイッチ204aと、容量放電用スイッチ204bと、インバータ20

5とから構成される。容量充電用電流源203aは、直流電圧VDCの電圧値に応じて、U相進角・駆動信号分配回路を動作させるための電源VCCから直流電流を吐き出すものである。容量放電用電流源203bは、直流電圧VDCの電圧値に応じて直流電流を吸い込むものである。容量充電用スイッチ204aは、電圧パルス信号hwを入力して、容量充電用電流源203aの出力電流をスイッチングする。インバータ205は、電圧パルス信号hwを入力して、その反転電圧パルス信号を出力する。容量放電用スイッチ204bは、インバータ205が出力する反転電圧パルス信号205aを入力して、容量放電用電流源203bの出力電流をスイッチングする。

【0031】

容量Cは、直流電流を積分して、三角波を発生する。三角波の傾きは、直流電圧VDCの電圧値、すなわち、交流電動機の回転数に応じて変化し、交流電動機の回転数が高いほど、三角波の傾きも大きくなる。比較器206は、非反転入力側に三角波を入力し、反転入力側に基準電圧（ $VCC/2$ ）を入力し、それらの電圧値を比較して、出力電圧パルス h_u' を出力する。

【0032】

上下アーム駆動信号分配回路207は、電圧パルス h_u' を上アーム駆動信号と下アーム駆動信号に分配するものであり、上アーム駆動信号207a及び下アーム力行時駆動信号34bを出力する。レベルシフトアップ回路208は、上アーム駆動信号207aの基準電圧レベルをVG（0V）からVUに変換するためのものである。レベルシフトアップ回路208の出力電圧が、上アーム力行時駆動信号34aである。尚、上アーム力行時駆動信号34aは図1で説明した電圧パルス信号である。

【0033】

ワンショット・マルチバイブレータ201は、一般的な回路で汎用IC又はバイポーラトランジスタ等で構成できる。積分器202は、オペアンプ回路を用いればよいものである。上下アーム駆動信号分配回路207は、一般的な論理ゲートで作成できる。レベルシフトアップ回路208の回路も、スイッチング素子及び抵抗などで簡単に作成できる。

【0034】

次に、進角・駆動信号分配回路32における進角回路の構成と動作について説明する。

【0035】

電圧パルスhwがワンショット・マルチバイブレータ201に入ると、ワンショット・マルチバイブレータ201は、電圧パルスhwの立ち上がりを検知して、その立ち上がった時刻からパルス幅TW1（秒）（ $TW1 < TW2$ ）の期間だけhighレベルとなる電圧パルスを発生するとする。尚、電圧パルスhwの周波数f（Hz）（ > 0 ）、パルス幅TW2（秒）、duty50%とすると、 $TW2 = 1 / (2f)$ となり、ワンショット・マルチバイブレータ201の出力電圧パルスの周波数は電圧パルスhwの周波数と同じfのままである。したがって、ワンショット・マルチバイブレータ201は、電圧パルスhwを、周波数fでパルス幅TW1の電圧パルスに変換する機能がある。尚、ワンショット・マルチバイブレータは一般的な汎用アナログICとして公知であり、一般的にパルス幅TW1は外付けの容量と抵抗の時定数で任意に設定できる。この電圧パルスが積分器202に入ると、時間積分され直流電圧VDCに変換される。周波数fと直流電圧Vには比例関係があり、

$$\begin{aligned} VDC &= k f \quad (k > 0) \quad \cdots (1) \\ &= VH \cdot TW1 / T \\ &= VH \cdot TW1 \cdot f \end{aligned}$$

とする。なお、VHは、電圧パルスhwのhighレベル電圧である。ワンショット・マルチバイブレータ201と積分器202で構成される周波数－電圧変換機209は一般的な汎用アナログICを用いてもよいものである。

【0036】

積分器の出力VDCは、容量充電用電流源203a及び容量放電用電流源203bに入り

、定電流 I_{DC} に変換される。尚、 V_{DC} と I_{DC} の関係は図 5 で後述する。容量充電用スイッチ 204a が電圧パルス信号 hw によりオンすると電流 I_{DC} が容量 C に充電され、容量充電用スイッチ 204b が電圧パルス信号 hw の反転電圧パルス信号 205a によりオンすると容量 C から電流 I_{DC} で放電される。容量 C に充電を開始して電圧が $V_{cc}/2$ になるまでの時間を T_d (秒) とすると、

$$I_{DC} = C \cdot V_{cc} / (2 T_d) \quad \cdots (2)$$

の関係が成り立つ。このように容量 C に充放電が繰り返されるため、三角波が発生し、比較器 206 の非反転入力側に入る。比較器 206 では反転入力側の基準電圧 $V_{cc}/2$ と三角波の電圧を比較し、非反転入力側の電圧が $V_{cc}/2$ より大のとき電圧 V_{cc} (high レベル) を出力し、非反転入力側の電圧が $V_{cc}/2$ より小または同じのとき電圧 $0V$ (Low レベル) を出力する。よって、比較器 206 の出力電圧パルス hu' は電圧パルス hw の位相に対して T_d だけ遅れる。遅延時間 T_d を電気角 θ_d (度) に変換すると、

$$\theta_d = 360 \cdot T_d \cdot f \quad \cdots (3)$$

となる。電圧パルス hu' の位相は hw の位相に対して θ_d (度) だけ遅れているが、 hu の位相に対しては θ_c (度) だけ進んでいるとする。電圧パルス hw の位相は hu の位相に対しては 120 度進んでいるので、

$$\theta_c = \theta_d - 120 \quad \cdots (4)$$

となる。式 (4) を、式 (1)、式 (2)、式 (3) を用いて変形すると、

$$\theta_c = \{ 360 \cdot C \cdot V_{cc} \cdot f / (2 I_{DC}) \} - 120 \quad \cdots (5)$$

となる。

【0037】

ここで、図 3 を用いて、本実施形態によるモータ制御装置に用いる進角・駆動信号分配回路 32 による回転周波数と進角の関係について説明する。

図 3 は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置に用いる進角・駆動信号分配回路による回転周波数と進角の関係の説明図である。

【0038】

図 3 に示すように、 θ_c と f の間に、

$$\theta_c = -K f \quad (K > 0, f_1 > 0) \quad \cdots (6)$$

の関係があるとする、式 (5) より、 I_{DC} と f の関係は、

$$I_{DC} = 180 \cdot C \cdot V_{cc} \cdot f / (120 - K f) \quad \cdots (7)$$

となる。但し、 $K f < 120$ とする。

【0039】

次に、図 4 を用いて、本実施形態によるモータ制御装置に用いる進角・駆動信号分配回路 32 による回転周波数と定電流源電流値の関係について説明する。

図 4 は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置に用いる進角・駆動信号分配回路による回転周波数と定電流源電流値の説明図である。

【0040】

図 4 は、式 (7) の関係をプロットしたものである。 $0 < f < 120/K$ で定義され、下に凸の曲線となる。したがって、式 (7) の関係を満たす定電流源 203a 及び 203

bを設計すれば、式(6)の関係が常に成り立ち、周波数fが大きいほど位相 θ_c は進むことになる。

【0041】

以上のように進角・駆動信号分配回路32を構成することで、力行時、磁極位置電圧パルスの位相を進められ、その電圧パルスで各相スイッチング素子をスイッチングするため、各相誘起電圧の位相に対して各相電流の位相を進められる。その結果、高回転でも高トルクが得られる。

【0042】

次に、図5を用いて、本実施形態によるモータ制御装置の進角・駆動信号分配回路32に用いる定電流源203(203a, 203b)の構成について説明する。

図5は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置の進角・駆動信号分配回路に用いる定電流源の構成を示す回路図である。

【0043】

図4に示した電流特性は、ダイオードの電圧-電流特性に類似していることから、ダイオードの指数関数特性を利用して、本実施形態による定電流源203a, 203bを作っている。なお、図5に示す構成は、式(7)に相当する定電流源回路の一つの例にすぎず、他の回路手段もよいものである。

【0044】

電圧入力端子501には、直流電圧VDCが入力する。定電流源203は、演算増幅器502と、第1のpnpトランジスタ503と、npnトランジスタ504と、第1の抵抗505と、ダイオード506と、第2の抵抗507と、第2のpnpトランジスタ508と、直流電流を出力する出力端子509とから構成される。

【0045】

演算増幅器502は電源Vccで動作し、非反転入力側は電圧入力端子501に接続され、反転入力側はnpnトランジスタ504のエミッタに接続され、出力はnpnトランジスタ504のベースに接続されている。第1の抵抗505の一方の端子はnpnトランジスタ504のエミッタに接続され、他方の端子はダイオード506のアノード及び第2の抵抗の一方の端子に接続されている。また、ダイオード506のカソードは第2の抵抗507の他方の端子に接続され、同時に接地されている。第1のpnpトランジスタと第2のpnpトランジスタはカレントミラー回路になっている。

【0046】

次に、この定電流源203の動作について説明する。入力端子501に直流電圧VDCが入力すると、演算増幅器502は非反転入力側の電圧をVDCになるよう動作するのでnpnトランジスタのエミッタ端子電圧もVDCになり、第1の抵抗505と第2の抵抗507に電流Iが流れる。

【0047】

第1の抵抗505及び第2の抵抗507の抵抗値をそれぞれR1及びR2とし、ダイオードのオン電圧をVdとすると、 $I \times R2 < Vd$ のとき第1の抵抗を流れる電流は $I1 = VDC / (R1 + R2)$ となる。また、演算増幅器502はnpnトランジスタ504のベースに電流を吐き出すため、npnトランジスタ504は動作する。npnトランジスタ504の電流増幅率hFEが十分大きければ(例えば300以上)、コレクタ電流はエミッタ電流とほとんど同じになるので、コレクタ電流はI1となる。この電流I1はカレントミラー回路を介して、出力端子509から電流I1が吐き出される。

【0048】

また、 $I1 \times R2 \geq Vd$ のときダイオード506がオンするため、第1の抵抗505を流れる電流は $I2 = (VDC - Vd) / R2$ となる。同様に、電流I2はカレントミラー回路を介して出力端子509から電流I2が吐き出される。したがって、 $VDC < Vd \times (R1 + R2) / R2$ のとき、出力端子509から電流 $I1 = VDC / (R1 + R2)$ が吐き出され、 $VDC \geq Vd \times (R1 + R2) / R2$ のとき、出力端子509から電流 $I2 = (VDC - Vd) / R2$ が吐き出される。これらの式を、式(1)を用いてVDCを消去すると、

$f < V_d \times (R_1 + R_2) / (k R_2)$ のとき、

$$I_{DC} = k f / (R_1 + R_2) \quad \cdots (8)$$

$f \geq V_d \times (R_1 + R_2) / (k R_2)$ のとき、

$$I_{DC} = (k f - V_d) / R_2 \quad \cdots (9)$$

となる。ここで、 R_1 及び R_2 を調整することにより、式 (7) に近い曲線が実現できる。尚、式 (1) より、 $k = V_H \cdot T W_1$ である。ここで、 V_H は、電圧パルス hw の high レベル電圧である。

【0049】

次に、図 6 を用いて、本実施形態によるモータ制御装置の進角・駆動信号分配回路 32 に用いる容量充電用スイッチ 204a と容量放電用スイッチ 204b の構成について説明する。

図 6 は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置の進角・駆動信号分配回路に用いる容量充電用スイッチと容量放電用スイッチの構成を示す回路図である。なお、図 6 に示す構成は、容量充電用スイッチと容量放電用スイッチの一つの例にすぎず、他の回路手段もよいものである。

【0050】

スイッチ回路 204 は、定電流入力端子 601 と、第 1 の npn トランジスタ 602 と、第 2 の npn トランジスタ 603 と、第 1 の pnp トランジスタ 604 と、第 2 の pnp トランジスタ 605 と、第 3 の npn トランジスタ 606 と、第 3 の pnp トランジスタ 607 と、第 4 の npn トランジスタ 608 と、第 4 の npn トランジスタ 609 と、第 5 の npn トランジスタ 630 と、第 1 の pMOS トランジスタ 631 と、第 1 の nMOS トランジスタ 632 とから構成される。符号 631a は、第 1 の pMOS トランジスタ 531 のゲート端子であり、符号 632a は、第 1 の nMOS トランジスタ 632 のゲート端子、符号 633 は定電流出力端子である。

【0051】

定電流入力端子 601 は、図 5 の出力端子 509 に接続され、ゲート端子 631a、632a は、共に図 2 の磁極位置検出手段 hw の出力に接続される。第 1 の npn トランジスタ 602、第 2 の npn トランジスタ 603 及び第 3 の npn トランジスタ 606 はカレントミラー回路を構成し、定電流入力端子 601 から入力された電流 I_{DC} と同じ電流を第 2 の npn トランジスタ 603 のコレクタ端子から吸い込む。同様に、定電流入力端子 601 から入力された電流 I_{DC} と同じ電流を第 3 の npn トランジスタ 606 のコレクタ端子からも吸い込む。

【0052】

第 1 の pnp トランジスタ 604 及び第 2 の pnp トランジスタ 605 はカレントミラー回路を構成し、更に第 1 の pnp トランジスタ 604 のエミッタと第 1 の pMOS トランジスタ 631 のソースが接続され、第 1 の pnp トランジスタ 604 のコレクタと第 1 の pMOS トランジスタ 631 のドレインが接続されている。第 1 の pMOS トランジスタ 631 は本カレントミラー回路の電流 I_{DC} をオンオフさせる。本カレントミラー回路と第 1 の pMOS トランジスタ 631 により、充電用定電流スイッチの機能を実現する。

【0053】

磁極位置検出手段 hw の電圧パルス hw が high レベルのとき、第 1 の pMOS トランジスタ 631 のゲートとソース電位差はほぼゼロになり、第 1 の pMOS トランジスタ 631 はオフする。このとき第 1 の pnp トランジスタ 604 のコレクタに電流 I_{DC} が流れていると第 1 の pnp トランジスタ 604 のエミッタとベース間には V_d (約 0.7 V) が発生する。この結果、第 2 の pnp トランジスタ 605 のエミッタとベース間にも V_d (約 0.7 V) が印加され、第 2 の pnp トランジスタ 605 はオンし、第 2 の pnp トランジスタ 605 の

コレクタに電流 I_{DC} が流れる。

【0054】

一方、磁極位置検出手段 hw の電圧パルス hw が Low レベルのとき、第 1 の pMOS トランジスタ 631 のゲートとソース電位差は大きくなり、第 1 の pMOS トランジスタ 631 のしきい値電圧を超えると、第 1 の pMOS トランジスタ 631 はオンする。このとき第 1 の npn トランジスタ 604 のコレクタに電流 I_{DC} が流れていても第 1 の npn トランジスタ 604 のエミッタとベース間にはほぼゼロボルトしか発生しない。この結果、第 2 の npn トランジスタ 605 のエミッタとベース間もほぼゼロボルトとなり第 2 の npn トランジスタ 605 はオフし、コレクタには電流が流れない。

【0055】

このように、電圧パルス hw により、本カレントミラー回路はオンオフし、定電流出力端子に電流 I_{DC} を吐き出したり、止めたりする。

【0056】

第 3 の npn トランジスタ 607 及び第 4 の npn トランジスタ 608 はカレントミラー回路を構成し、第 3 の npn トランジスタ 607 のコレクタから吸い込まれる電流 I_{DC} と同じ電流を第 4 の npn トランジスタ 608 のコレクタから吐き出す。本カレントミラー回路は次段の放電用定電流スイッチに用いる吐き出し電流 I_{DC} を作る目的がある。第 4 の npn トランジスタ 609 及び第 5 の npn トランジスタ 630 はカレントミラー回路を構成し、更に第 4 の npn トランジスタ 609 のエミッタと第 1 の nMOS トランジスタ 632 のソースが接続され、第 4 の npn トランジスタ 609 のコレクタと第 1 の nMOS トランジスタ 632 のドレインが接続されている。第 1 の nMOS トランジスタ 632 は本カレントミラー回路の電流 I_{DC} をオンオフさせる。本カレントミラー回路と第 1 の nMOS トランジスタ 632 のより、放電用定電流スイッチの機能を実現する。

【0057】

磁極位置検出手段 hw の電圧パルス hw が high レベルのとき、第 1 の nMOS トランジスタ 632 のゲートとソース電位差は大きくなり、第 1 の nMOS トランジスタ 632 のしきい値電圧を超えると、第 1 の pMOS トランジスタ 631 はオンする。このとき第 4 の npn トランジスタ 609 のコレクタに電流 I_{DC} が流れていても第 4 の npn トランジスタ 609 のエミッタとベース間にはほぼゼロボルトしか発生しない。この結果、第 5 の npn トランジスタ 630 のエミッタとベース間もほぼゼロボルトとなり第 5 の npn トランジスタ 630 はオフし、コレクタには電流が流れない。

【0058】

一方、磁極位置検出手段 hw の電圧パルス hw が Low レベルのとき、第 1 の nMOS トランジスタ 632 のゲートとソース電位差はほぼゼロになり、第 1 の nMOS トランジスタ 632 はオフする。このとき第 4 の npn トランジスタ 609 のコレクタに電流 I_{DC} が流れていると第 4 の npn トランジスタ 609 のエミッタとベース間には V_d (約 0.7 V) が発生する。この結果、第 5 の npn トランジスタ 630 のエミッタとベース間にも V_d (約 0.7 V) が印加され第 5 の npn トランジスタ 630 はオンし、第 5 の npn トランジスタ 630 のコレクタに電流 I_{DC} が流れる。

【0059】

このように、電圧パルス hw により、本カレントミラー回路はオンオフし、定電流出力端子から電流 I_{DC} を吸い込んだりたり、止めたりする。

【0060】

次に、図 7 及び図 8 を用いて、本実施形態によるモータ制御装置の進角・駆動信号分配回路 32 の動作について説明する。

図 7 及び図 8 は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置の進角・駆動信号分配回路の動作を示す波形図である。図 7 は、周波数 f が小さい場合 ($f = f_1$) の進角動作を示している。図 8 は、周波数 f が大きい場合 ($f = f_2$) の進角動作を示している。

【0061】

最初に、図 7 を用いて、周波数 f が小さい場合 ($f = f_1$) の進角動作について説明す

る。図7 (A) は電圧パルス h_u の波形を示し、図7 (B) は電圧パルス h_w 及び三角波の波形を示し、図7 (C) は比較器206の出力電圧パルス h_u' の波形を示している。

【0062】

図7 (B) に示す電圧パルス h_w の位相は、図7 (A) に示す電圧パルス h_u の位相に対して120度進んでいる。図7 (B) に示す三角波は、図2の比較器206の非反転入力側に入る電圧パルスである。比較器206は反転入力側に入る基準電圧 $V_{cc}/2$ と比較して、図7 (C) に示すように、電圧パルス h_u' を出力する。

【0063】

図7 (C) に示す電圧パルス h_u' の位相は、図7 (A) に示す電圧パルス h_u の位相に対して θ_{c1} 進んでいる。周波数 f_1 のときの進角 $\theta_{c1} = -K f_1$ となる。ここで、 K は、式(7)より $IDC1 = 180 \cdot C \cdot V_{cc} \cdot f_1 / (120 - K f_1)$ 、式(8)より $IDC1 = k f_1 / (R1 + R2)$ 及び式(1)より $k = V_H \cdot T_{W1}$ から $IDC1$ を消去すると求められる。尚、ここでは図5に示した定電流回路の場合の進角 θ_{c1} を求めたが、別の回路手段を用いた場合は式が異なる。また、 f_1 が $f_1 < V_d \times (R1 + R2) / (k R2)$ として式(8)を適用した。

【0064】

次に、図8を用いて、周波数 f が大きい場合($f = f_2$)の進角動作について説明する。図8 (A) は電圧パルス h_u の波形を示し、図8 (B) は電圧パルス h_w 及び三角波の波形を示し、図8 (C) は比較器206の出力電圧パルス h_u' の波形を示している。なお、図7の場合と比較するため、図7の周波数の2倍の周波数の例を記載している。

【0065】

図8 (B) に示す電圧パルス h_w の位相は、図8 (A) に示す電圧パルス h_u の位相に対して120度進んでいる。図8 (B) に示す三角波は、図2の比較器206の非反転入力側に入る電圧パルスである。比較器206は反転入力側に入る基準電圧 $V_{cc}/2$ と比較して、図8 (C) に示す電圧パルス h_u' を出力する。

【0066】

図4に示すように周波数が大きい場合、定電流源の電流値 IDC を大きくすることにより、三角波の勾配が急になり、図7のとき比べて進角 θ_c が大きくなる。電圧パルス h_u' の位相は電圧パルス h_u の位相に対して θ_{c2} 進んでいる。周波数 f_2 のときの進角 $\theta_{c2} = -K f_2$ となる。ここで、 K は式(7)より $IDC2 = 180 \cdot C \cdot V_{cc} \cdot f_2 / (120 - K f_2)$ 、式(9)より $IDC2 = (k f_2 - V_d) / R2$ 及び式(1)より $k = V_H \cdot T_{W1}$ から $IDC2$ を消去すると求められる。尚、ここでは図5に示した定電流回路の場合の進角 θ_{c2} を求めたが、別の回路手段を用いた場合は式が異なる。また、 f_2 が $f_2 \geq V_d \times (R1 + R2) / (k R2)$ として式(9)を適用したが、 $f_2 < V_d \times (R1 + R2) / (k R2)$ の場合は式(8)を適用する必要がある。

【0067】

以上のようにして、図3に示すような周波数と進角の関係が実現できる。

【0068】

次に、図9を用いて、本実施形態によるモータ制御装置を用いたときの力行駆動制御時のU、V、W相MOSFETのゲート駆動信号について説明する。

図9は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置を用いたときの力行駆動制御時のU、V、W相MOSFETのゲート駆動信号の波形図である。

【0069】

図9 (A) に示す各相の誘起電圧に対して、図9 (B) に示すように、各相の磁極位置検出電圧 h_u 、 h_v 、 h_w が発生する。これら電圧パルスの位相はそれぞれ120度ずつずれている。図9 (C) に示す電圧パルス h_{up} 及び h_{un} は、それぞれU相上アームMOSFET及び下アームMOSFETの駆動信号である。各電圧パルスともhighレベルのときMOSFETがオンし、LowレベルのときMOSFETがオフする。電圧パルス h_{up} がhighレベルのとき、電圧パルス h_{un} はLowレベルになり、電圧パルス h_{up} がLowレベルのとき電圧パルス h_{un} はhighレベルになる。また、上アームMOSFET及び下アームMOSFETが同時オンしないように、各信号とも同時オフの

期間（デッドタイム）も設定されている。電圧パルス h_{up} の位相は電圧パルス h_u の位相に対して、 θ_c だけ進んでいる。同様に電圧パルス h_{vp} 及び h_{vn} はそれぞれV相上アームMOSFET及び下アームMOSFETの駆動信号、電圧パルス h_{wp} 及び h_{wn} はそれぞれW相上アームMOSFET及び下アームMOSFETの駆動信号である。

【0070】

次に、図10を用いて、本実施形態によるモータ制御装置に用いる整流検知・駆動回路31（31a, 31b）の構成について説明する。

図10は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置に用いる整流検知・駆動回路の構成を示すブロック図である。なお、ここでは、図1に示すU相上アーム整流検知・駆動回路31a及びU相下アーム整流検知・駆動回路31bの基本構成及び動作を説明するが、V相及びW相整流検知・駆動回路についても同様である。

【0071】

整流検知・駆動回路31aは、U相上アーム負電圧検出回路1001aと、U相上アーム電圧増幅回路1002aとから構成される。整流検知・駆動回路31bは、U相下アーム負電圧検出回路1001bと、U相下アーム電圧増幅回路1002bとから構成される。なお、符号 U_{Vp} は上アーム電源であり、符号 L_{Vp} は下アーム電源である。上アーム電源 U_{Vp} は、U端子を基準として所定の電圧を出力する。また、下アーム電源 L_{Vp} は、G端子を基準として所定の電圧を出力する。その他の符号は図1と同様である。

【0072】

U相上アーム負電圧検出回路1001aは、b端子電圧 V_B とU端子電圧 V_U の大小を比較して、 $(V_B - V_U)$ の演算結果を出力する。U相上アーム負電圧検出回路1001aは、 $V_U \leq V_B$ のとき、U端子に対して正の電圧を出力し、 $V_U > V_B$ のときU端子に対して負の電圧を出力する。U相上アーム負電圧検出回路1001aは、例えば、オペアンプを用いた減算器で実現できる。

【0073】

また、U相上アーム電圧増幅回路1002aは、U相上アーム負電圧検出回路1001aの出力の負電圧部をU相上アームMOSFETのしきい値電圧まで増幅する。U相上アーム電圧増幅回路1002aも、オペアンプを用いた半波整流回路及び増幅回路で実現できる。

【0074】

一方、U相下アーム負電圧検出回路1001bは、G端子電圧 V_G とU端子電圧 V_U の大小を比較して、 $(V_U - V_G)$ の演算結果を出力する。U相下アーム負電圧検出回路1001bは、 $V_G \leq V_U$ のときG端子に対して正の電圧を出力し、 $V_G > V_U$ のときG端子に対して負の電圧を出力する。U相下アーム負電圧検出回路1001bは、例えば、オペアンプを用いた減算器で実現できる。また、U相下アーム電圧増幅回路1002bは、U相下アーム負電圧検出回路1001bの出力の負電圧部をU相下アームMOSFETのしきい値電圧まで増幅する。U相下アーム電圧増幅回路1002bも、オペアンプを用いた半波整流回路及び増幅回路で実現できる。

【0075】

以上のように構成することにより、U端子電圧 V_U から整流タイミングを検知して、U相上アームMOSFET及びU相下アームMOSFETをオンオフさせてMOS整流動作が可能となり、ダイオード整流に比べて整流損失を低減できる。

【0076】

ここで、図11を用いて、本実施形態によるモータ制御装置に用いる整流検知・駆動回路31の動作について説明する。

図11は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置に用いる整流検知・駆動回路の波形図である。

【0077】

図11において、 V_B はB端子電圧、 V_U はU端子電圧、 V_G はG端子電圧であり、図11(A)は誘起電圧を示し、図11(B)は上アーム負電圧検出回路1001aの出力を示し、図11(C)は上アーム増幅回路1002aの出力を示し、図11(D)は下ア

ーム負電圧検出回路1001bの出力を示し、図11(E)は下アーム増幅回路1002bの出力を示している。

【0078】

図11(B)に示すように、上アーム負電圧回路1001aは、 $(V_B - V_U)$ の電圧値を、 V_U を基準に出力する。 $V_U \leq V_B$ のとき、 V_U 基準にして正電圧が出力され、 $V_U > V_B$ のとき、 V_U 基準にして負電圧が出力される。図11(C)に示すように、上アーム増幅回路1002aは、この負電圧回路出力を半波整流して負電圧部の電圧レベルを増幅している。

【0079】

図11(D)に示すように、下アーム負電圧回路1001bは、 $(V_U - V_G)$ の電圧値を V_G を基準に出力す。 $V_G \leq V_U$ のとき、 V_U 基準にして正電圧が出力され、 $V_G > V_U$ のとき、 V_U 基準にして負電圧が出力される。図11(E)に示すように、上アーム増幅回路1002bは、この負電圧回路出力を半波整流して負電圧部の電圧レベルを増幅している。

【0080】

次に、図12を用いて、本実施形態によるモータ制御装置の整流駆動制御時のU、V、W相MOSFETのゲート駆動信号について説明する。

図12は、本発明の一実施形態によるモータ制御装置の整流駆動制御時のU、V、W相MOSFETのゲート駆動信号の波形図である。

【0081】

図12(B1)の電圧パルス R_{Up} は、U相上アームMOSFETの駆動信号であり、図12(B2)の電圧パルス R_{Un} は、U相下アームMOSFETの駆動信号である。各電圧パルスともhighレベルのときMOSFETがオンし、LowレベルのときMOSFETがオフする。電圧パルス R_{Up} がhighレベルのとき R_{Un} はLowレベルになり、 R_{Up} がLowレベルのとき R_{Un} はhighレベルになる。また、上アームMOSFET及び下アームMOSFETが同時オンしないように、各信号とも同時オフの期間(デッドタイム)も設定されている。

【0082】

U端子電圧 V_U がB端子電圧 V_B を上がると R_{Up} がhighレベルになり、U端子電圧 V_U がb端子電圧 V_B より下がると R_{Up} がLowレベルになる。U端子電圧 V_U がG端子電圧 V_G より下がると R_{Un} がhighレベルになり、U端子電圧 V_U がG端子電圧 V_G より上がると R_{Un} がLowレベルになる。V相、W相も同様の動作をする。尚、図12(B3)の電圧パルス R_{Vp} はV相上アームMOSFETの駆動信号であり、図12(B4)の電圧パルス R_{Vn} はV相下アームMOSFETの駆動信号であり、図12(B5)の電圧パルス R_{Wp} はW相上アームMOSFETの駆動信号であり、図12(B6)の電圧パルス R_{Wn} はW相下アームMOSFETの駆動信号である。

【0083】

以上のように構成することで、各端子電圧 V_U 、 V_V 、 V_W から整流タイミングを検知して各相上アーム及び下アームのMOSFETをオンオフさせてMOS整流動作が可能となり、ダイオード整流に比べて整流損失を低減できる。

【図面の簡単な説明】

【0084】

【図1】本発明の一実施形態によるモータ制御装置を用いたモータ制御システムの構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の一実施形態によるモータ制御装置に用いる進角・駆動信号分配回路の構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の一実施形態によるモータ制御装置に用いる進角・駆動信号分配回路による回転周波数と進角の関係の説明図である。

【図4】本発明の一実施形態によるモータ制御装置に用いる進角・駆動信号分配回路による回転周波数と定電流源電流値の説明図である。

【図 5】本発明の一実施形態によるモータ制御装置の進角・駆動信号分配回路に用いる定電流源の構成を示す回路図である。

【図 6】本発明の一実施形態によるモータ制御装置の進角・駆動信号分配回路に用いる容量充電用スイッチと容量放電用スイッチの構成を示す回路図である。

【図 7】本発明の一実施形態によるモータ制御装置の進角・駆動信号分配回路の動作を示す波形図である。

【図 8】本発明の一実施形態によるモータ制御装置の進角・駆動信号分配回路の動作を示す波形図である。

【図 9】本発明の一実施形態によるモータ制御装置を用いたときの力行駆動制御時の U, V, W 相 MOSFET のゲート駆動信号の波形図である。

【図 10】本発明の一実施形態によるモータ制御装置に用いる整流検知・駆動回路の構成を示すブロック図である。

【図 11】本発明の一実施形態によるモータ制御装置に用いる整流検知・駆動回路の波形図である。

【図 12】本発明の一実施形態によるモータ制御装置の整流駆動制御時の U, V, W 相 MOSFET のゲート駆動信号の波形図である。

【符号の説明】

【 0 0 8 5 】

3 … モータ制御装置

9 … 交流電動機

1 0 … パワーモジュール

1 2 A … パワーモジュール制御回路

1 3 … 磁極位置検出手段

1 5 … 励磁電流制御回路

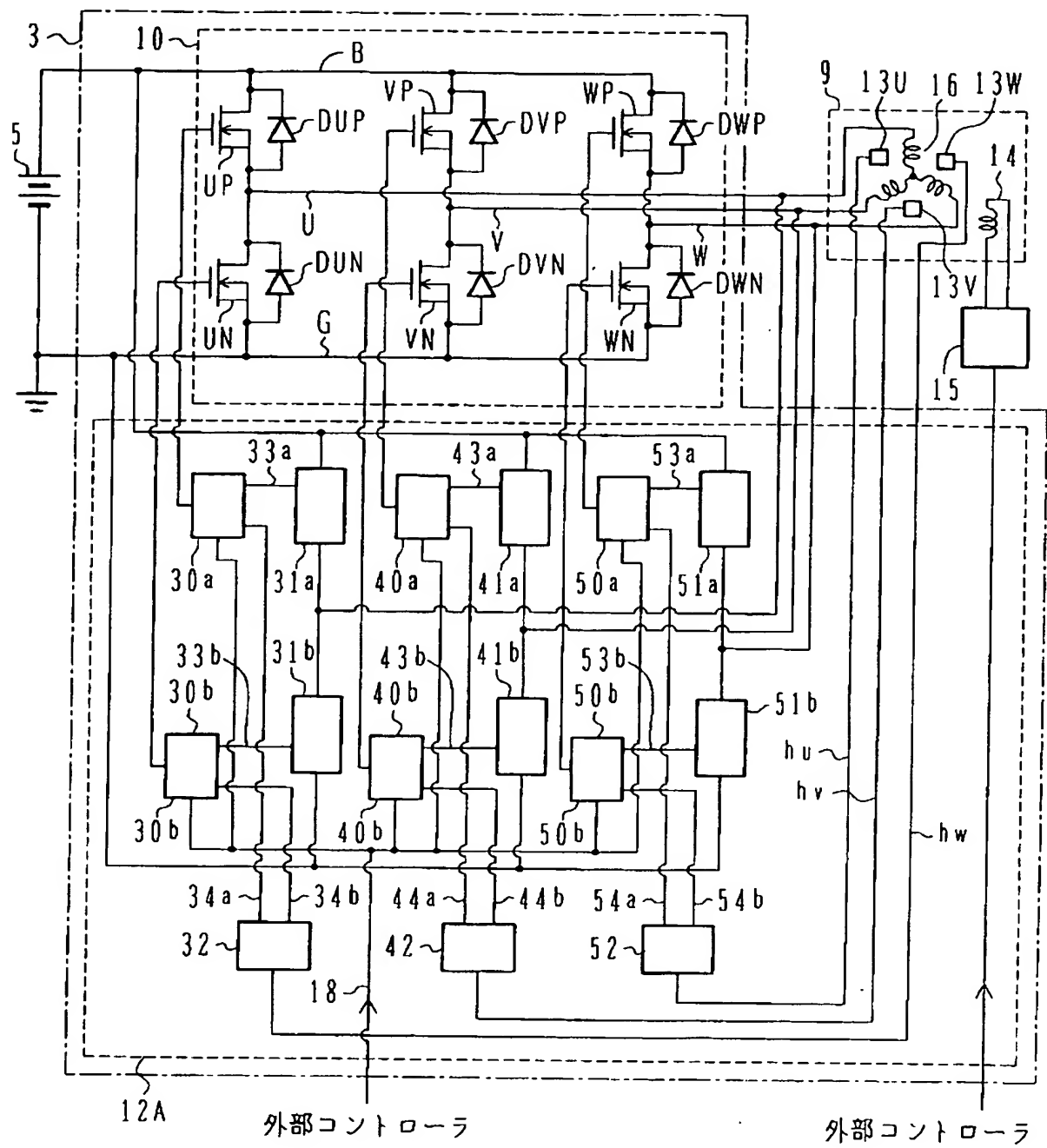
3 0, 4 0, 5 0 … 駆動信号切替回路

3 1, 4 1, 5 1 … 整流検知・駆動回路

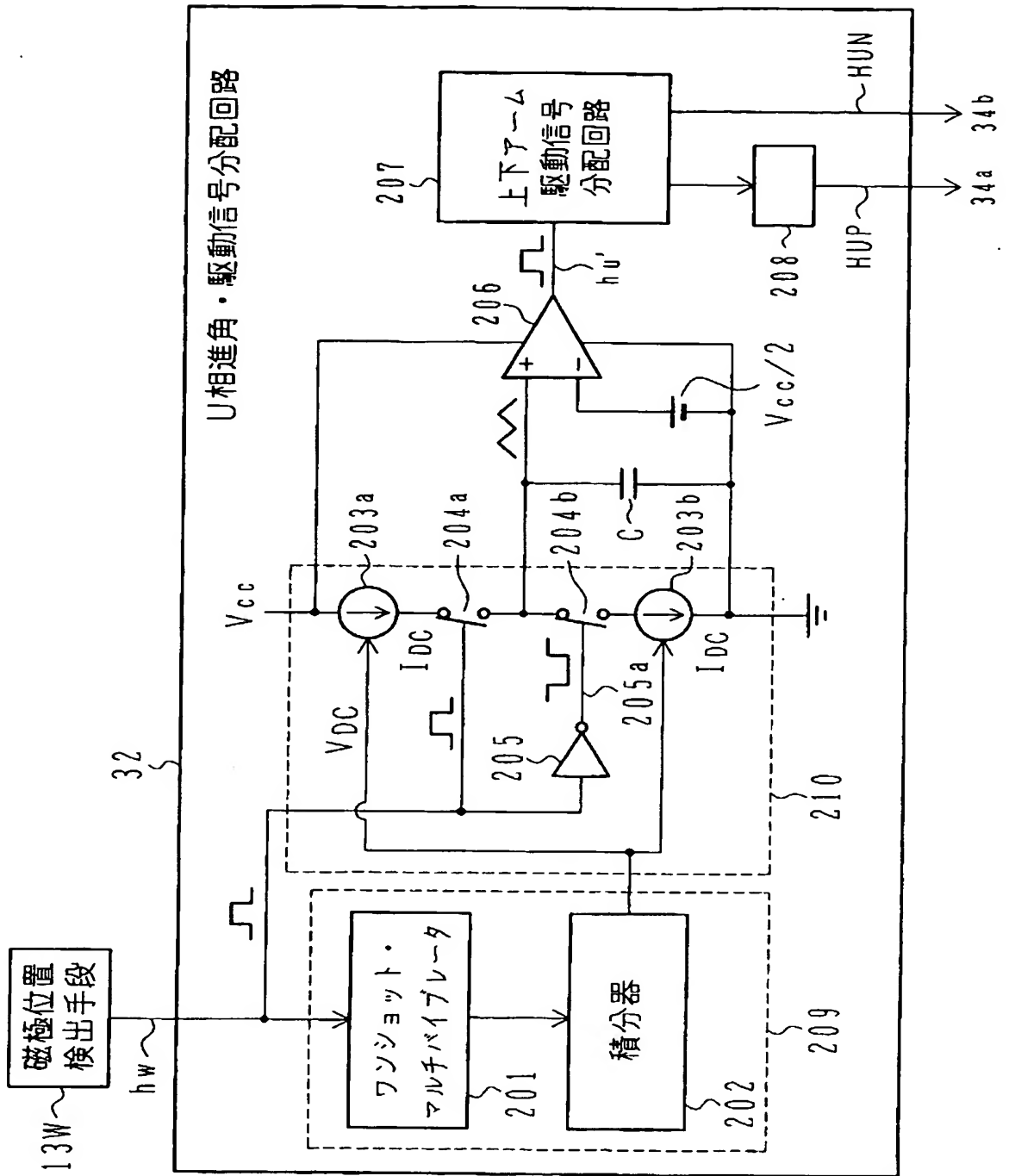
3 2, 4 2, 5 2 … 進角・駆動信号分配回路

【書類名】 図面

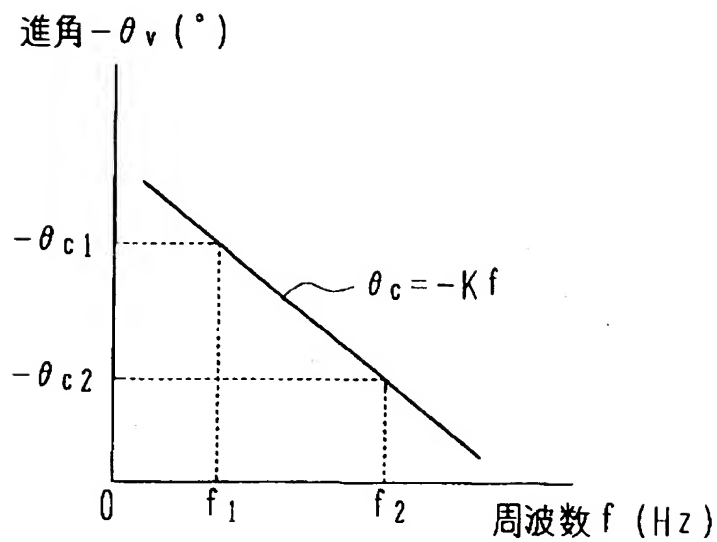
【図 1】



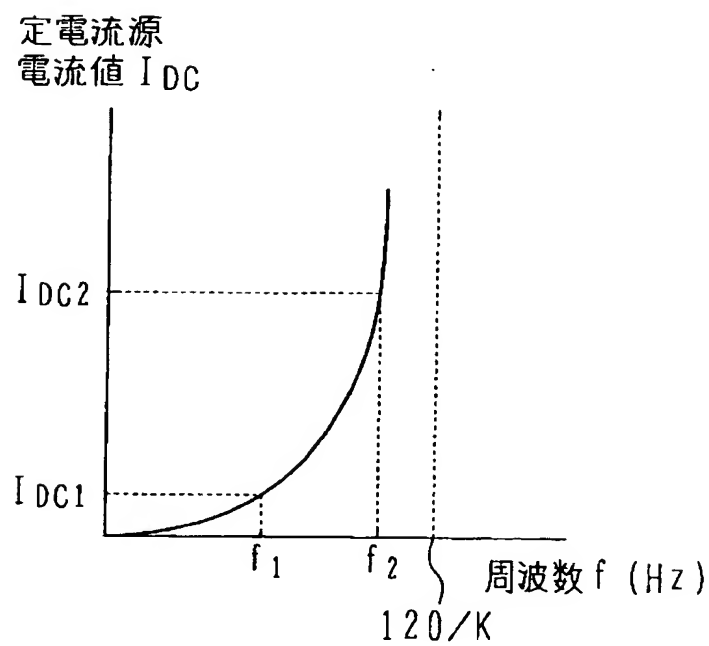
【図2】



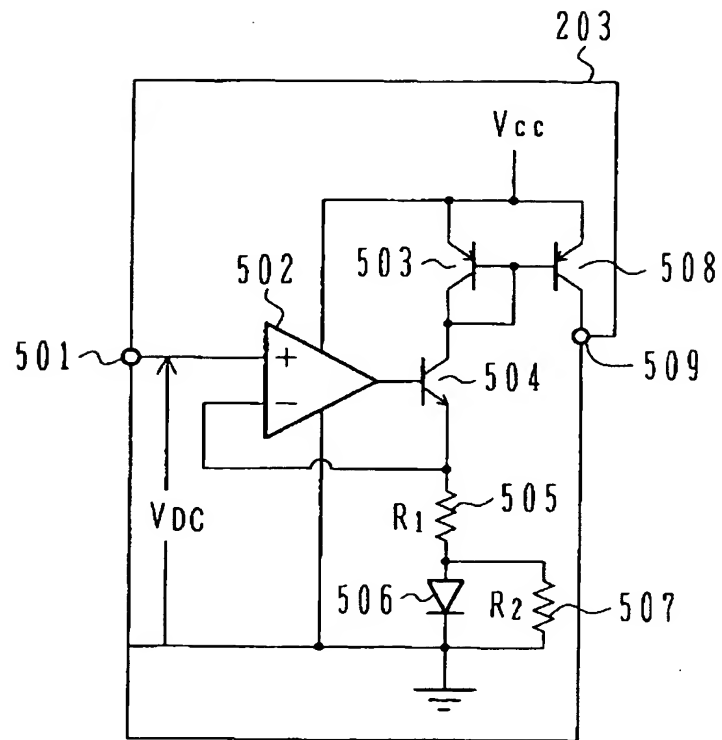
【図 3】



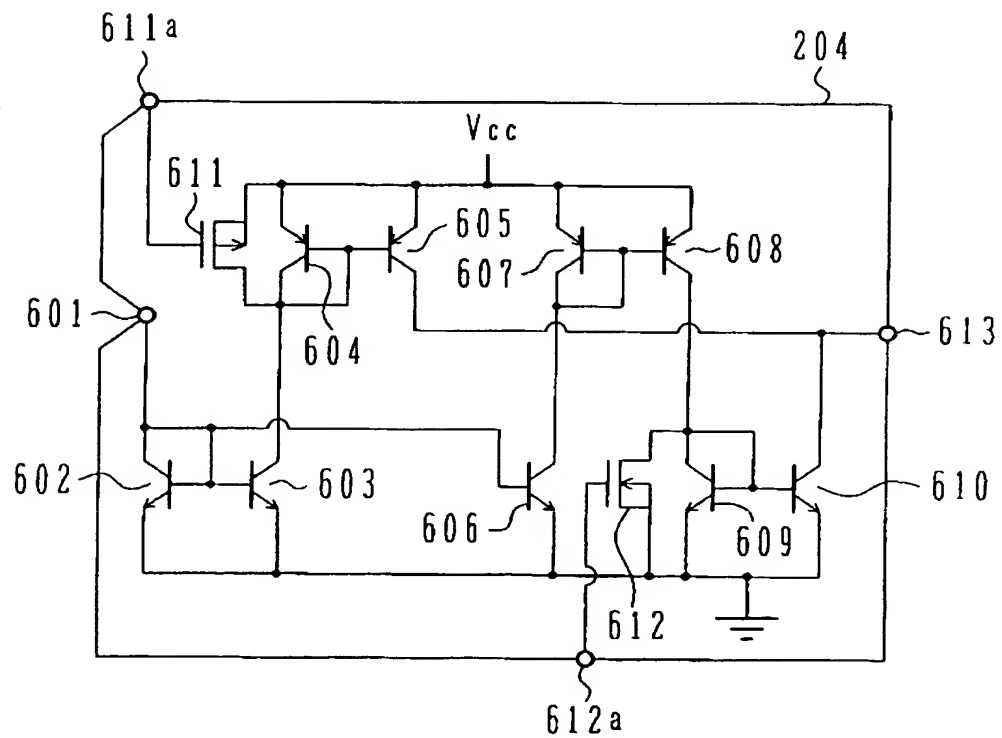
【図 4】



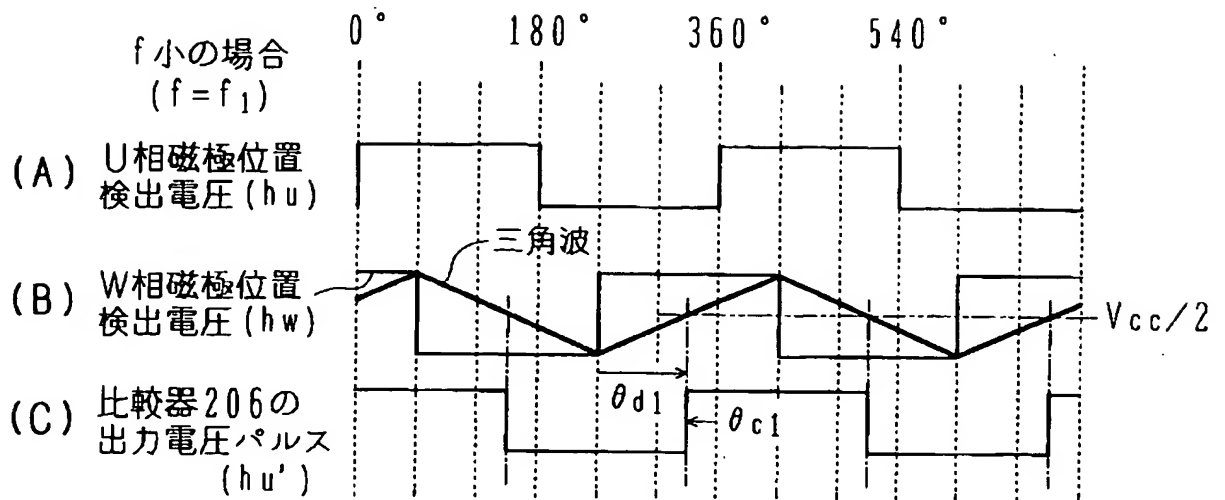
【図 5】



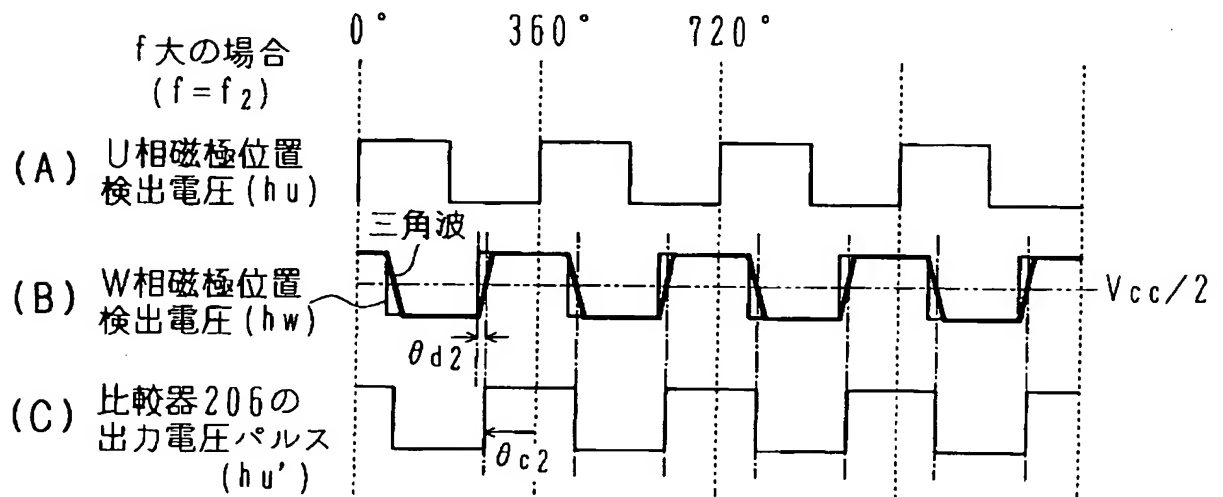
【図 6】



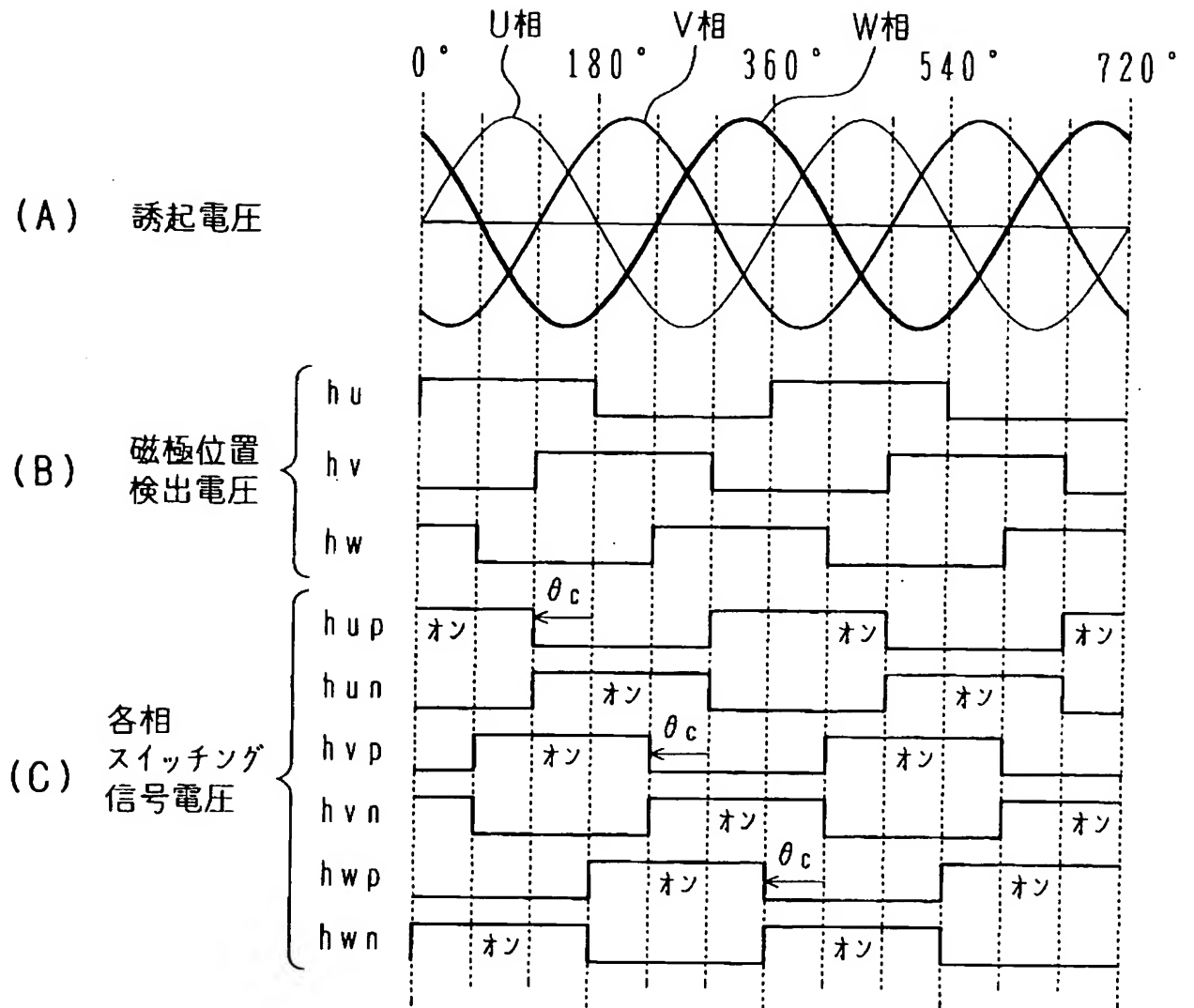
【図 7】



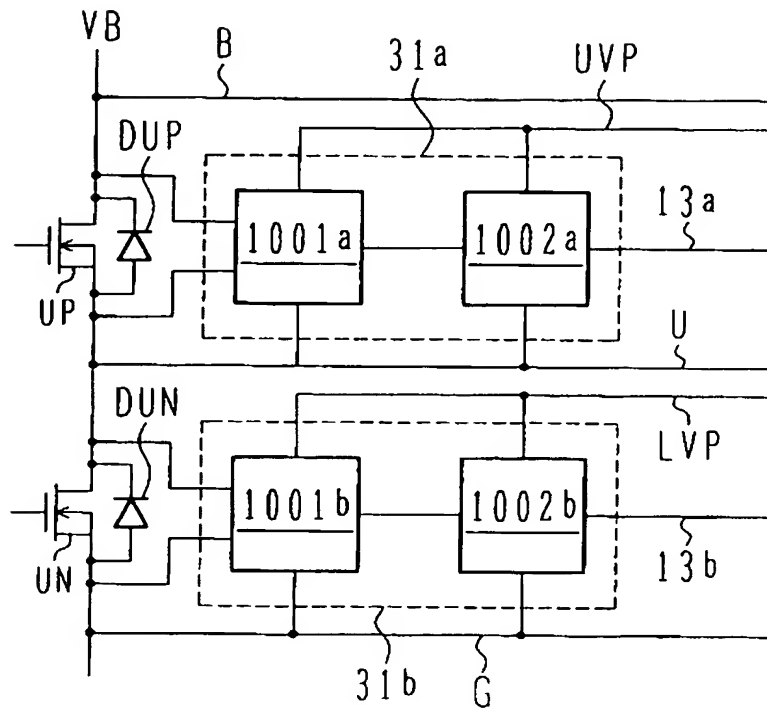
【図 8】



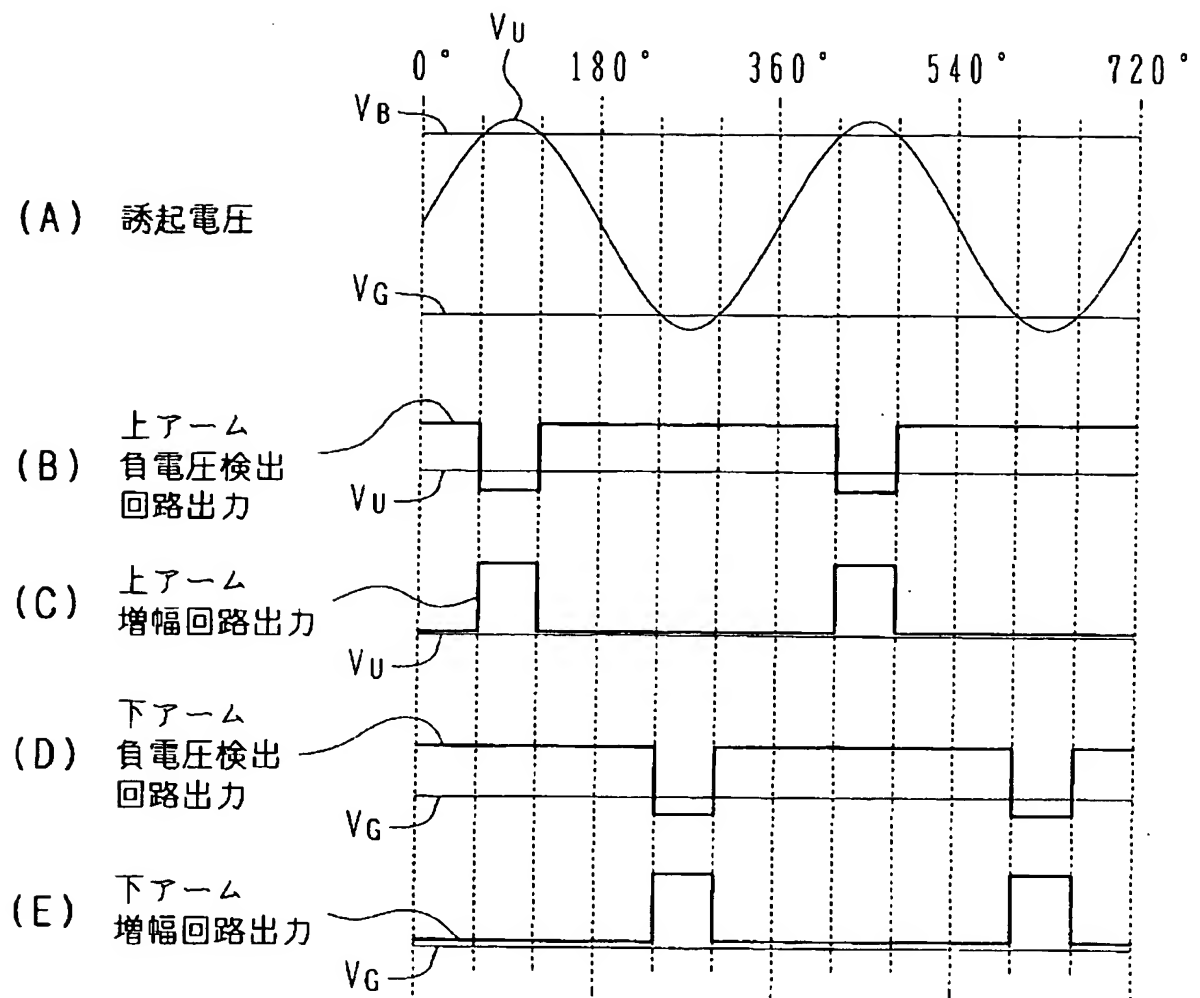
【図 9】



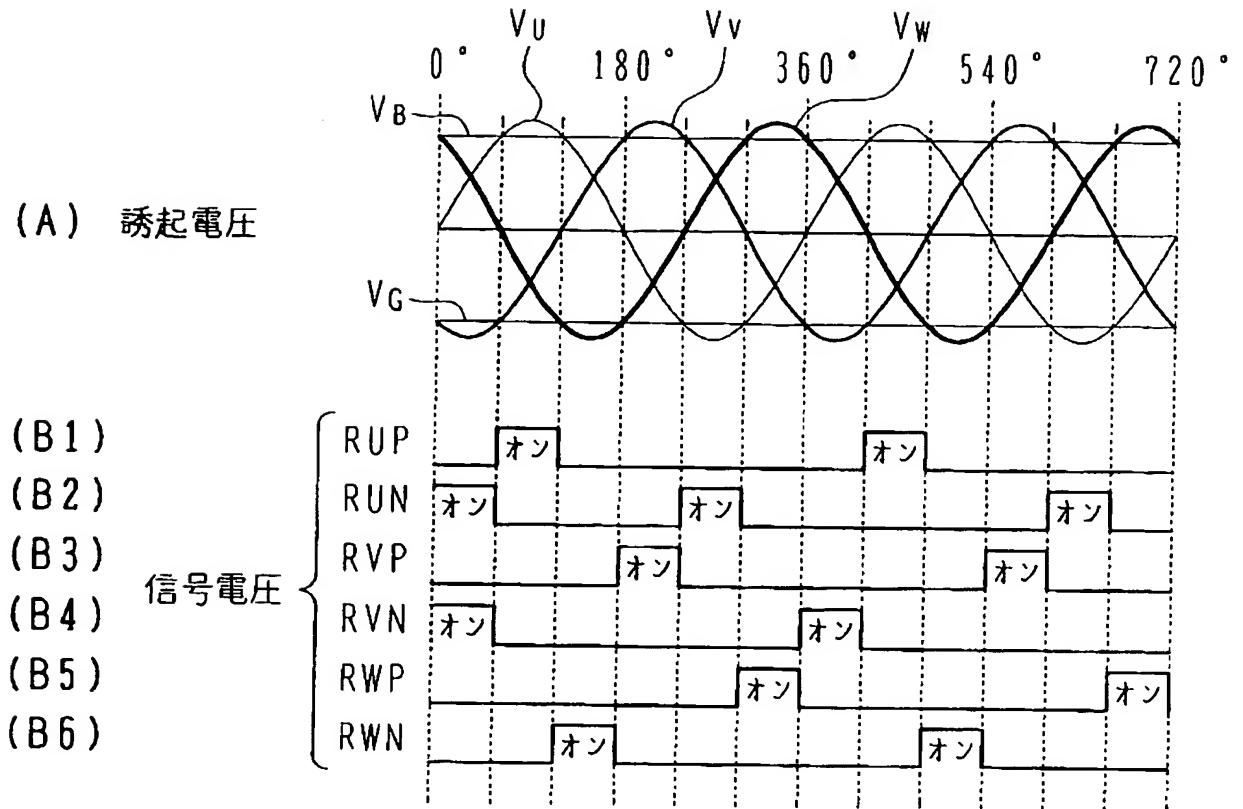
【図 10】



【図 11】



【図 12】



【書類名】 要約書**【要約】****【課題】**

マイコンを用いることなく力行制御を行うとともに、整流効率の高いモータ制御装置を提供することにある。

【解決手段】

アーム駆動手段 30 は、力行又は整流モード指令を受けてアーム力行駆動信号又はアーム整流駆動信号を選択しアームスイッチング素子に出力する。位相補正・駆動信号分配手段 31 は、交流電動機の磁極位置検出信号の位相を交流電動機の回転数に応じて進める。アーム整流検出手段 32 は、主電源用高電位端子電位と出力端子電位の大小を比較して出力端子電位が大きいときに上アーム整流駆動信号を上アーム駆動手段に出力し、出力端子電位が主電源用低電位端子電位より小さいときに下アーム整流駆動信号を下アーム駆動手段へ出力する。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 4 - 0 1 7 0 4 3
受付番号	5 0 4 0 0 1 2 2 6 9 7
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0 0 9 2
作成日	平成 1 6 年 1 月 2 7 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】	平成16年 1月26日
-------	-------------

特願 2 0 0 4 - 0 1 7 0 4 3

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 1 0 8]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 3 1 日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都千代田区神田駿河台 4 丁目 6 番地
氏 名	株式会社日立製作所